

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

11 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 742 613

21 N° d'enregistrement national : 95 15309

51 Int Cl⁶ : H 04 B 15/00, H 04 B 1/10, H 04 L 27/00

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 14.12.95.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : 20.06.97 Bulletin 97/25.

56 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule.*

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

71 Demandeur(s) : FRANCE TELECOM
ETABLISSEMENT PUBLIC — FR et TELEDIFFUSION
DE FRANCE — FR.

72 Inventeur(s) : SUEUR BERTRAND et COMBELLES
PIERRE.

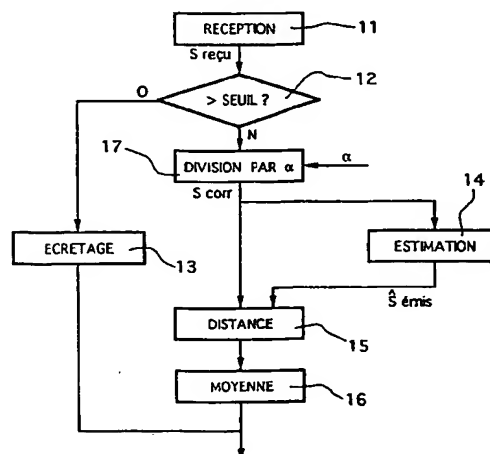
73 Titulaire(s) :

74 Mandataire : CABINET PATRICE VIDON.

54 PROCÉDE D'EVALUATION D'UN FACTEUR DE QUALITE REPRESENTATIF D'UN CANAL DE TRANSMISSION
D'UN SIGNAL NUMERIQUE, ET RECEPTEUR CORRESPONDANT.

57 L'invention concerne un procédé d'évaluation d'un facteur de qualité (ρ^2) représentatif d'un canal de transmission d'un signal numérique constitué de vecteurs, une information (α) représentative de l'atténuation du canal étant disponible par ailleurs, ledit facteur de qualité (ρ^2) étant fonction d'une moyenne de distances entre un vecteur reçu puis normalisé (S_{corr}) en fonction de ladite information (α) représentative de l'atténuation du canal, et une estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspondant.

L'invention concerne également les récepteurs mettant en oeuvre ce procédé.



FR 2 742 613 - A1



Procédé d'évaluation d'un facteur de qualité représentatif d'un canal de transmission d'un signal numérique, et récepteur correspondant.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission numérique. Plus précisément, l'invention concerne l'évaluation d'un facteur de qualité représentatif du canal de transmission, notamment en vue d'optimiser un décodage en décision douce de vecteurs transmis numériquement.

L'invention s'applique à tous types de signaux numériques, qu'ils soient monoporteuses ou multiporteuses, et quelle que soit la technique de modulation choisie.

Lors d'une transmission numérique, les bits d'information, après codage de canal, adressent le vecteur transmis dans un alphabet fini $\{S_j\}_{0 \leq j < N}$, N étant en général une puissance de 2. Si $N = 2Q$, alors chaque vecteur transmis S porte Q bits codés notés b_i , où $0 \leq i < Q-1$, dont les valeurs sont typiquement l'écriture en binaire de l'indice de S dans l'alphabet. Typiquement, le vecteur transmis est de dimension 2 et peut s'assimiler à un vecteur complexe.

En réception, le vecteur S est bruité et éventuellement amplifié ou atténué. Beaucoup de décodeurs de canal ont besoin, pour chaque bit b_i porté par S , de connaître la probabilité a priori (c'est-à-dire sans tenir compte du codage) pour $b_i = 0$ ou 1. En pratique, la grandeur requise, appelée métrique, est :

$$\Gamma(b_i) = \text{Log} \left(\frac{\Pr(b_i = 0 / S_{\text{recu}})}{\Pr(b_i = 1 / S_{\text{recu}})} \right) \quad (1)$$

où $\Pr(X/Y)$ se lit "probabilité d'occurrence de X étant donné Y ".

Le signe de cette grandeur correspond à la décision dure sur la valeur reçue (négatif : 1 ; positif : 0), et sa valeur absolue reflète la fiabilité de la décision.

En outre, cette grandeur est additive, si on considère une suite de bits indépendants. Elle est donc adéquate pour le décodage à entrées pondérées d'un code binaire. En effet, si l'on note $d_i(k)$ les décisions prises par le décodeur dans $\{0, 1\}$, celui-ci maximise, sur les séquences indicées k $\{d_i(k)\}$ autorisées par le code, la grandeur :

$$M = \sum_{i,k} \text{Log} \left(\frac{\Pr(b_i(k) = d_i(k))}{\Pr(b_i(k) = \bar{d}_i(k))} \right) = \sum_{i,k} (-1)^{d_i(k)} \Gamma(b_i(k)) \quad (1\text{bis})$$

Pour chaque vecteur S_j de l'alphabet, on définit $b_i(S_j)$ comme la valeur du $i^{\text{ème}}$ bit par S_j . On a alors :

$$\Pr(b_i = 1 / S_{\text{recu}}) = \sum_{j / b_i(S_j)=1} \Pr(S_{\text{emis}} = S_j / S_{\text{recu}}) \quad (2)$$

De même :

$$\Pr(b_i = 0 / S_{\text{recu}}) = \sum_{j / b_i(S_j)=0} \Pr(S_{\text{emis}} = S_j / S_{\text{recu}}) \quad (2\text{bis})$$

Dans le cas d'un canal gaussien, le vecteur reçu peut s'écrire :

$$S_{\text{reçu}} = S_{\text{émis}} + n$$

où n est un échantillon gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . D'après l'équation (2), pour $\epsilon = 0$ ou 1 , $\Pr(b_i = \epsilon / S_{\text{reçu}})$ est proportionnel à :

$$\sum_{j / b_i(S_j)=\epsilon} e^{-\frac{|S_{\text{recu}} - S_j|^2}{2\sigma^2}}$$

Ainsi :

$$\Gamma(b_i) = \text{Log} \left(\frac{\sum_{j / b_i(S_j)=0} e^{-\frac{|S_{\text{recu}} - S_j|^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{j / b_i(S_j)=1} e^{-\frac{|S_{\text{recu}} - S_j|^2}{2\sigma^2}}} \right) \quad (3)$$

Dans le cas où les voies en quadrature sont adressées séparément, la modulation peut être considérée comme monodimensionnelle : $S_{\text{reçu}}$ est un réel, typiquement codé sur 8 bits dans le récepteur, ce qui permet de calculer les $\Gamma(b_i)$ à partir de Q mémoires PROMs 8 bits.

Par ailleurs, on peut noter que la formule (3) peut être simplifiée, en considérant la décroissance rapide de $\exp(-x^2)$. En ne retenant que le terme prépondérant du numérateur et du dénominateur, on obtient la formule suivante :

$$\Gamma(b_i) = \frac{d_1^2(i) - d_0^2(i)}{2\sigma^2}, \quad \text{ou} \quad d_\epsilon^2(i) = \text{Min}_{j / b_i(S_j)=\epsilon} \{ \|S_{\text{recu}} - S_j\|^2 \} \quad (4)$$

Dans le cas d'un canal gaussien, le facteur $1/2\sigma^2$, commun à toutes les métriques, peut être omis dans le calcul M de la somme des métriques (cf équation (1bis)).

Dans le cas de canaux à évanouissements, tels que les canaux de Rayleigh ou de Rice, et en se plaçant dans le cas où le vecteur émis est de dimension 1 ou 2, on a :

$$S_{\text{reçu}} = \alpha \cdot S_{\text{émis}} + n$$

où n est toujours un bruit gaussien, et où α est un coefficient d'atténuation aléatoire, éventuellement complexe, dont la distribution peut suivre, par exemple, une loi de Rice ou de Rayleigh.

On sait déterminer une estimation de α , que l'on suppose connaître par la suite.

On pose $S_{\text{corr}} = S_{\text{reçu}}/\alpha$. Alors, on peut écrire :

$$S_{\text{corr}} = S_{\text{reçu}}/\alpha = S_{\text{émis}} + n/\alpha,$$

ce qui revient à rajouter un bruit gaussien de puissance variable σ^2/α^2 . Ce bruit peut être notamment dû :

- à la conjugaison du bruit thermique du récepteur avec le coefficient d'atténuation du canal ;
- à un brouilleur cocanal tel qu'un signal de télévision analogique (PAL, SECAM ou NTSC par exemple) cocanal au signal numérique transmis.

L'équation (4) devient alors :

$$\Gamma(b_i) = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2}{\sigma^2} (d_1^2(i) - d_0^2(i)) \quad (5)$$

$\Gamma(b_i)$ est donc calculable comme dans le cas gaussien, puis multiplié par α^2/σ^2 . Cette multiplication peut être interprétée comme une pondération par la qualité du canal.

On note p^2 le facteur de qualité du canal de transmission, définit par :

$$p^2 = \alpha^2/\sigma^2.$$

Typiquement, p^2 est un rapport signal à bruit. De manière plus générale, il peut varier parce que α^2 et/ou σ^2 varient.

On suppose que p^2 varie d'un vecteur transmis au suivant. Puisque p^2 est bien sûr le même pour tous les bits b_i portés par un même vecteur, on l'indice à l'aide de l'indice l_0 du vecteur courant considéré.

Classiquement, on cherche à déterminer indépendamment α^2 (par exemple par

analyse de la réponse impulsionnelle) et σ^2 .

On connaît déjà une méthode pour déterminer une estimation de σ^2 , lorsque le signal transmis comporte régulièrement un symbole "blanc", pendant la durée duquel aucun signal n'est émis, ce qui permet de détecter le bruit de transmission et donc d'estimer la qualité de la transmission. Toutefois, cette technique n'est utilisable que dans le cas où un tel symbole "blanc" est disponible.

L'invention a notamment pour objectif de fournir un autre procédé d'estimation d'un facteur de qualité du canal de transmission, ne nécessitant pas l'émission d'un symbole "blanc", ni de tout autre information de référence.

En d'autres termes, l'invention a pour objectif de fournir un procédé, et un récepteur correspondant, pouvant être utilisés pour tous les types de signaux numériques, qu'ils soient multiporteuse ou monoporteuse, et quelles que soient les techniques de codage, de modulation, éventuellement d'entrelacement, utilisées.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention à l'aide d'un procédé d'évaluation d'un facteur de qualité (ρ^2) représentatif d'un canal de transmission d'un signal numérique constitué de vecteurs, une information (α) représentative de l'atténuation du canal étant disponible par ailleurs, ledit facteur de qualité (ρ^2) étant calculé en fonction d'une moyenne de distances entre un vecteur reçu puis normalisé (S_{corr}) en fonction de ladite information (α) représentative de l'atténuation du canal, et une estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspondant.

En d'autres termes, on tient compte, pour déterminer le facteur de qualité, de distances (au sens mathématique du terme) entre S_{corr} et $\hat{S}_{\text{émis}}$, pour un ensemble de vecteurs reçus.

Le vecteur $S_{\text{reçu}}$ (ou S_{corr}) peut être corrigé en phase si nécessaire.

Préférentiellement, ladite moyenne est effectuée sur un nombre L de vecteurs choisi de façon que le bruit affectant ledit canal de transmission puisse être considéré comme un signal aléatoire stationnaire au premier ordre (variance constante) sur l'ensemble de ces vecteurs.

Selon un mode de réalisation avantageux, ledit facteur de qualité (ρ^2) est calculé de la façon suivante :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{E(l_0)} \|S_{corr}^{(l)} - \hat{S}_{emis}^{(l)}\|^2$$

où : l est l'indice desdits vecteurs

l_0 est l'indice du vecteur courant considéré

L est le nombre de vecteurs pris en compte dans la moyenne

$E(l_0)$ est l'ensemble des L vecteurs pris en compte dans la moyenne

$S^{(l)}_{corr} = (1/\alpha).S^{(l)}_{reçu}$.

Il es à noter qu'aucune supposition n'est faite a priori sur l'ensemble $E(l_0)$.

Ainsi, par exemple, l'ensemble $E(l_0)$ des vecteurs pris en compte pour ladite moyenne est un des ensembles suivants :

- dans le cas d'un signal monoporteuse, l'ensemble des L vecteurs précédant le vecteur considéré ;
- dans le cas d'un signal monoporteuse, l'ensemble formé des $L/2$ vecteurs précédant le vecteur considéré, du vecteur considéré et des $L/2 - 1$ vecteurs suivant le vecteur considéré ;
- dans le cas d'un signal multiporteuse, un ensemble formé de L vecteurs voisins du vecteur considéré dans l'espace temporel et/ou dans l'espace fréquentiel ;
- un ensemble formé de L vecteurs présentant des perturbations similaires.

Ce dernier type d'ensemble peut notamment être utilisé dans le cas où des perturbations se présentent de façon cyclique.

Selon un premier mode de réalisation de l'invention, particulièrement simple à mettre en oeuvre, ladite estimation (\hat{S}_{emis}) du vecteur émis correspond à une décision immédiate (S_{dure}) sur ledit vecteur reçu ($S_{reçu}$), consistant à retenir, dans l'ensemble des vecteurs possibles, le vecteur S_j appartenant à l'alphabet de modulation et minimisant la distance entre $S^{(l)}_{corr} = (1/\alpha).S^{(l)}_{reçu}$ et S_j .

Selon un second mode de réalisation de l'invention, dans le cas où les données ont subi un codage canal, ladite estimation (\hat{S}_{emis}) du vecteur émis correspond à une décision différée (S_{diff}), correspondant à un recodage, identique au codage canal effectué à l'émission, des données décodées correspondant audit vecteur reçu et divisé par α

(S_{corr}).

Cette technique est plus efficace que la précédente, mais également plus complexe, car elle suppose d'une part une mémorisation temporaire des vecteurs reçus, et d'autre part un recodage des données décodées.

Avantageusement, pour chacun des vecteurs reçus, certaines desdites estimations ($\hat{S}_{\text{émis}}$) sont obtenues par décision immédiate (S_{dure}) et d'autres par décision différée (S_{diff}).

Par exemple, on peut utiliser des estimations par décision différée pour les vecteurs précédant le vecteur courant, et des estimations par décision immédiate pour les vecteurs suivant le vecteur courant.

Selon une caractéristique particulière de l'invention, ledit facteur de qualité (ρ^2) est forcé à une valeur faible ou nulle lorsque le vecteur reçu ($S_{\text{reçu}}$) présente une puissance supérieure ou égale à un seuil prédéterminé.

En effet, lorsque un vecteur est très fortement bruité ou brouillé, il est clair qu'il n'est pas pertinent de faire une estimation sur sa valeur.

Selon une caractéristique particulière de l'invention, lesdites distances peuvent être pondérées, dans le calcul de la moyenne, par la sortie d'un décodeur canal à sortie pondérée.

L'invention concerne également un récepteur mettant en oeuvre le procédé décrit ci-dessus. Un tel récepteur d'un signal numérique constitué de vecteurs, comprend classiquement des moyens de détermination d'une information (α) représentative de l'atténuation du canal, et comprend de plus des moyens d'évaluation d'un facteur de qualité (ρ^2) représentatif du canal de transmission en fonction d'une moyenne de distances entre un vecteur reçu puis normalisé en fonction de ladite information (α) représentative de l'atténuation du canal (S_{corr}), et une estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspondant.

Dans le cas où ledit signal est un signal multiporteuse présentant un premier entrelacement au niveau bit et un second entrelacement au niveau vecteur, lesdites estimations ($\hat{S}_{\text{émis}}$) des vecteurs émis peuvent être obtenues à l'aide de moyens de recodage (et éventuellement de désentrelacement) des bits (éventuellement désentrelacées

et) décodés, de moyens de réentrelacement au niveau bit et des moyens de remodulation pour reformer un vecteur (S_{diff}).

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture suivante de la description d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre d'exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés, parmi lesquels :

- la figure 1 illustre de façon simplifiée le procédé d'estimation d'un facteur de qualité du canal de transmission selon l'invention ;
- la figure 2 est un schéma synoptique de moyens d'évaluation d'un facteur de qualité, dans le cas d'une estimation immédiate des vecteurs reçus, pour un récepteur monoporteuse ;
- la figure 3 illustre un exemple de signal présentant une perturbation cyclique, pour lequel il est avantageux d'adapter l'ensemble de vecteurs pris en compte selon l'invention ;
- la figure 4 présente un autre type de moyens d'évaluation selon l'invention, dans le cas d'une estimation différée, pour un récepteur d'un signal monoporteuse ;
- la figure 5 illustre un codeur multiporteuse connu en soi, à entrelacement au niveau des bits et au niveau des vecteurs ;
- la figure 6 présente des moyens d'évaluation d'un facteur de qualité, pour un récepteur d'un signal délivré par le codeur de la figure 5 ; et
- la figure 7 présente un exemple de perturbation importante d'une sous-porteuse d'un signal multi-porteuse, pour laquelle un écrêtage est souhaitable.

L'invention propose donc un procédé d'estimation d'un facteur $\rho^2_{l_0}$ de qualité du canal de transmission d'un signal numérique (monoporteuse ou multiporteuse).

L'équation (5) peut s'écrire :

$$\Gamma(b_i) = \rho_{l_0}^2 (d_1^2(i) - d_0^2(i)) \quad (5bis)$$

où l_0 est l'indice du vecteur portant le bit b_i .

Comme cela a déjà été précisé :

$$S_{corr}^{(l)} = S_{emis}^{(l)} + \left(\frac{n}{\alpha}\right)^{(l)} \quad (6)$$

où (l) est l'indiciage des vecteurs transmis.

La transmission est donc affectée d'un bruit $n'=n/\alpha$, de variance $\sigma^2/\alpha^2=1/\rho^2$.

Selon l'invention, on propose d'estimer $1/\rho^2_{l_0}$ (et donc $\rho^2_{l_0}$ par simple inversion), en moyennant les valeurs $(n/\alpha)^2$ sur un nombre suffisant de vecteurs convenablement choisis.

Ainsi, $1/\rho^2_{l_0}$ est sensiblement égal à la moyenne arithmétique d'une fonction $d(S_{corr}, S_{emis})$ qui ait les propriétés d'une distance au sens mathématique du terme, c'est-à-dire :

$$d(a, b) = d(b, a)$$

$$d(a, b) = 0 \Leftrightarrow a = b$$

$$d(a, b) \leq d(a, c) + d(c, b)$$

quels que soient a, b et c

Les L vecteurs qui entrent dans le calcul de la moyenne arithmétique sont choisis tels que le bruit $(n/\alpha)^{(l)}$ puisse être considéré comme un signal aléatoire stationnaire au premier ordre (variance constante) sur l'ensemble de ces vecteurs.

De façon générale, pour un vecteur $S^{(l_0)}$ donné, on note $E^{(l_0)}$ un ensemble de vecteurs $S^{(l)}$ tel que le bruit $(n/\alpha)^{(l)}$ puisse être considéré comme un signal aléatoire de variance constante sur l'ensemble de ces vecteurs. On peut alors écrire :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} \approx \frac{1}{L} \sum_{E^{(l_0)}} \|S_{corr}^{(l)} - \hat{S}_{emis}^{(l)}\|^2 \quad (7)$$

étant supposé que :

$$E\left[\|\hat{S}_{emis}^{(l)}\|^2\right] = 1$$

La figure 1 illustre de façon simplifiée le procédé de l'invention.

Chaque vecteur est reçu (11) et corrigé (divisé par α) (17), dans un récepteur.

Avantageusement, mais non obligatoirement, la valeur avant correction (17) de ce vecteur

est comparée (12) à un seuil prédéterminé, au-delà duquel il est écrêté (13) (le facteur de qualité est forcé à 0 ou à une valeur très faible), ainsi que cela est expliqué par la suite.

Pour chaque vecteur reçu, on obtient (14) une estimation ($\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$) du vecteur émis, puis on détermine (15) une distance entre le vecteur reçu et ladite estimation du vecteur émis. Enfin, on calcule une moyenne (16) de ces distances, pour délivrer une évaluation de $1/\rho_{l_0}^2$.

Il est à noter que la formule (7) fait intervenir a priori $S^{(l)}_{\text{émis}}$, qui n'est pas encore connu du récepteur au stade où celui-ci essaie de calculer l'équation (5), d'où la présence de l'étape d'estimation. L'invention propose plusieurs façons d'obtenir $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$, alors que les $S^{(l)}_{\text{émis}}$ ne sont pas encore rigoureusement connus du récepteur.

La figure 2 illustre un premier dispositif très simple à mettre en oeuvre, utilisant une méthode par décision immédiate.

Cette méthode consiste à prendre une décision dure 21 à partir du vecteur $S^{(l)}_{\text{corr}}$ 22 de la formule (6). Puisque le vecteur transmis $S^{(l)}_{\text{émis}}$ appartient à un alphabet fini $\{S_j\}_{0 \leq j < N}$ de vecteurs possibles, la décision dure 21 consiste à obtenir une estimation $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$ en choisissant dans l'alphabet celui des vecteurs S_j qui minimise la distance euclidienne $\|S^{(l)}_{\text{corr}} - S_j\|$. On note $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}} = S^{(l)}_{\text{dure}}$ cette estimation de $S^{(l)}_{\text{émis}}$.

Alors, l'équation (7) devient :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{E^{(l)}} \|S_{\text{corr}}^{(l)} - S_{\text{dure}}^{(l)}\|^2 \quad (7\text{bis})$$

En d'autres termes, on calcule (23) chaque distance, puis on effectue la moyenne (34) sur L distances. Ensuite, les opérations classiques 25 de "démapping" (décision douce), décodage,... sont effectuées sur les vecteurs reçus retardés (26) du temps nécessaire pour effectuer la moyenne 24, en tenant compte du facteur de qualité 27.

Selon un autre mode de réalisation de l'invention, les estimations $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$ des vecteurs peuvent être obtenues par décision différée.

On suppose que les bits d'informations portés par $S^{(l)}_{\text{reçu}}$ ont été décodés (après un éventuel désentrelacement) par un décodeur à entrée pondérée, dit également décodeur à décision douce, puis recodés, puis éventuellement réentrelacés, puis réutilisés par le

récepteur pour reconstruire une meilleure approximation du vecteur $S^{(l)}_{\text{émis}}$ que l'approximation $S^{(l)}_{\text{dure}}$ décrite précédemment.

Cette nouvelle approximation est notée $S^{(l)}_{\text{diff}}$. Par substitution dans l'équation (7), on obtient une approximation du facteur de qualité du canal de transmission en calculant dans le récepteur :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{E^{(l_0)}} \|S_{\text{corr}}^{(l)} - S_{\text{diff}}^{(l)}\|^2 \quad (7\text{ter})$$

On rappelle que, comme le montre l'équation (5), un décodeur à décision pondérée a besoin en entrée des :

$$\Gamma(b_i) = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2}{\sigma^2} (d_1^2(i) - d_0^2(i)) = \rho_{l_0}^2 \cdot D_i$$

où D_i dépend du bit i considéré, de la constellation (a priori connue du récepteur) et de $S^{(l_0)}_{\text{corr}}$. En d'autres termes, le décodeur à entrée pondérée n'a besoin en entrée que de $\rho_{l_0}^2$ d'une part, et de $S^{(l_0)}_{\text{corr}}$ d'autre part.

La figure 4 illustre un exemple de mise en oeuvre de l'invention dans le cas d'une transmission monoporteuse. Cette réalisation propose un décodage récursif des vecteurs $S^{(l)}_{\text{corr}}$.

Dans un premier temps, on détermine (41) une première estimation grossière $\rho_{l_0}^2$, soit par sa valeur statistique moyenne, soit par la méthode "à décision immédiate" décrite ci-dessus.

On effectue ensuite un premier "démapping" 42 du vecteur reçu, délivrant des métriques $\Gamma(b_i)$, puis un désentrelacement 43 (si nécessaire). Un premier décodeur DEC1 44 à entrée pondérée produit une première estimation des bits bruts d'information. Ces bits sont recodés (45), avec le même code que celui utilisé à l'émission, et éventuellement réentrelacés (46). Enfin, on recrée (47), par une opération dite de "mapping", une estimation $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$ des $S^{(l)}_{\text{émis}}$, notée $S^{(l)}_{\text{diff}}$.

Le récepteur calcule alors (48) la distance $\|S^{(l)}_{\text{corr}} - S^{(l)}_{\text{diff}}\|^2$, $S^{(l)}_{\text{corr}}$ ayant été retardé (49) du temps nécessaire à la détermination de $S^{(l)}_{\text{diff}}$. Puis, on calcule (410) la moyenne du résultat sur L vecteurs appartenant à $E^{(l_0)}$ selon l'équation (7ter), pour

obtenir une estimation ρ^2_{10} plus fine que l'estimation ρ^2_{10} initiale.

Eventuellement, si le décodeur DEC1 44 est à sortie pondérée, la moyenne 410 peut être pondérée par l'information 411 de confiance sur $S^{(1)}_{diff}$ ainsi disponible.

Le processus de "démapping" 412, désentrelacement 413 et de décodage à entrée
5 pondérée 414 est alors répété. Le décodeur DEC2 414 délivre une deuxième estimation (meilleure que la première délivrée par DEC1) des bits d'information.

Si nécessaire, le processus peut être réitéré autant de fois que souhaité. La dernière (donc la meilleure) estimation alimente la suite de la chaîne de traitement (désentrelaceur/décodeur interne canal, démultiplexeur, décodeur "source", ...).

10 On présente maintenant un mode de réalisation à décision différée dans le cas d'une diffusion multiporteuse. Cette réalisation suppose un canal suffisamment lentement variable en temps. Par souci de simplification, l'entrelacement (dit entrelacement interne) associé au codeur interne est effectué en deux temps, tel qu'illustré en figure 5.

Le codeur/modulateur de la figure 5 reçoit les bits 51 à transmettre
15 (éventuellement issus d'un codeur entrelaceur externe). Après codage interne 52, on effectue un entrelacement au niveau bit 53 sur un relativement petit nombre de bits (par exemple 180 bits destinés à être répartis sur 30 porteuses). Puis intervient l'opération de "mapping" 54, qui consiste à construire le vecteur $S^{(1)}_{emis}$ à partir des bits b_i . Ensuite, on effectue un entrelacement 55 au niveau vecteur (par exemple répartition des 30 vecteurs
20 sur 2048 porteuses OFDM). Enfin, classiquement, on réalise une modulation multiporteuse 56, puis la conversion numérique/analogique, la transposition RF et l'émission 57.

Un exemple particulier de récepteur correspondant est illustré en figure 6. Ce
25 décodeur comprend un unique décodeur DEC 61 à entrée pondérée, qui délivre les bits d'information décodés (en vue, par exemple d'un décodage source, éventuellement via un désentrelaceur/décodeur externe).

Ainsi, les vecteurs reçus et divisés par α 62 sont désentrelacés au niveau vecteur 63, puis on obtient les métriques $\Gamma(b_i)$ ("démapping" 64). Le désentrelacement au niveau bit 65 est alors réalisé, puis on effectue le décodage à entrée pondérée 61.

30 Les bits décodés sont recodés 66 et réentrelacés au niveau bit 67, puis "remappés"

68, pour obtenir $S^{(l)}_{diff}$. De même que précédemment, on détermine alors $\rho^2_{l_0}$ conformément à l'équation (7ter), en calculant la distance 69 $\|S^{(l)}_{corr} - S^{(l)}_{diff}\|^2$ ($S^{(l)}_{corr}$ ayant été retardé 611) puis la moyenne correspondante. $\rho^2_{l_0}$ alimente le "démapping" 64.

5 Dans cet exemple particulier, tous les L vecteurs de l'ensemble $E(l_0)$ sur lequel est calculée la moyenne sont des vecteurs "du passé", c'est-à-dire nécessairement reçus chronologiquement avant $S^{(l_0)}_{corr}$.

Cependant, il convient de noter que, de façon générale (c'est-à-dire quel que soit le mode de réalisation), l'invention ne sous-entend a priori aucune relation d'ordre entre 10 l'indice l_0 du vecteur dont on essaie d'estimer le facteur de qualité du canal au moment de la transmission, et les indices l des vecteurs $S^{(l)}_{corr}$ et $\hat{S}^{(l)}_{émis}$ (notamment $S^{(l)}_{corr}$) intervenant dans le calcul.

Les indices sont simplement choisis de façon que les facteurs de qualité du canal ρ^2_l associés aux vecteurs $S^{(l)}$ soient le plus proche possible du facteur de qualité du canal 15 $\rho^2_{l_0}$ associé au vecteur $S^{(l_0)}$.

Dans le cas d'une transmission monoporteuse, l'indice (l) peut numéroté les vecteurs selon l'ordre chronologique de leur réception.

Par exemple, si le canal peut être raisonnablement considéré comme stationnaire sur un horizon de L symboles, on peut calculer ρ_{l_0} soit :

20 - par extrapolation, en tenant compte des $L-1$ vecteurs précédents :..

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{l=l_0-L+1}^{l_0} \|S^{(l)}_{corr} - S^{(l)}_{dure}\|^2$$

- par interpolation, en tenant compte d'un ensemble de vecteurs (à peu près) 25 centré (chronologiquement) sur le vecteur indicé l_0 :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{l=l_0-\frac{L}{2}}^{l_0+\frac{L}{2}-1} \|S^{(l)}_{corr} - S^{(l)}_{dure}\|^2$$

Cette seconde technique est a priori meilleure, mais bien sûr plus coûteuse en 30 mémoire.

On peut également tenir compte des spécificités des brouillages. Ainsi, la figure 3 illustre un exemple de signal présentant des pics 31 de brouillage réguliers. Dans une telle situation, il est avantageux, pour déterminer le facteur de qualité du vecteur 32 correspondant à un pic, de tenir compte principalement des vecteurs 33 également perturbés par ces pics.

Dans le cas d'une transmission multiporteuse, le signal émis est constitué d'une succession temporelle de symboles, chaque symbole étant lui-même constitué de la somme de plusieurs centaines ou plusieurs milliers de porteuses individuellement modulées par les vecteurs $S^{(l)}$.

On note alors $S^{(l)} = S^{(m,k)}$ le vecteur porté par la porteuse k (indice fréquentiel) du symbole m (indice temporel). Si, comme c'est souvent le cas dans un contexte multiporteuse, la transmission est affectée par des échos, le facteur de qualité $\rho_{m,k}$ associé au vecteur $S^{(l)} = S^{(m,k)}$ varie avec l'indice k , et ce d'autant plus que les échos sont longs. Cependant, si une hypothèse raisonnable peut être faite sur la longueur maximale des échos possibles dans le canal considéré, alors $\rho_{m,k}$ et $\rho_{m,k+1}$ sont raisonnablement corrélés et le canal peut être considéré comme stationnaire sur un horizon de K porteuses.

Si ce même canal varie par ailleurs suffisamment lentement dans le temps, alors de même $\rho_{m,k}$ et $\rho_{m+1,k}$ sont raisonnablement corrélés et le canal peut être considéré comme stationnaire sur un horizon de M symboles.

Ainsi, pour un vecteur quelconque $S^{(l_0)} = S^{(m_0,k_0)}$, l'ensemble $E^{(l_0)}$ peut être :

$$E^{(l_0)}_{|m-m_0| \leq M; |k-k_0| \leq K} = \{S^{(m,k)}\}$$

ou tout sous-ensemble F de cet ensemble $E^{(l_0)}$, et on peut calculer :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{\text{card}(F)} \sum_{F \subset E^{(l_0)}} \|S_{\text{corr}}^{(l)} - S_{\text{dure}}^{(l)}\|^2$$

Selon un troisième mode de réalisation de l'invention, il est possible de panacher les deux méthodes décrites ci-dessus, certaines valeurs de $\hat{S}^{(l)}_{\text{émis}}$ sont égales à $S^{(l)}_{\text{dure}}$ (par exemple celle correspondant à des vecteurs reçus après le vecteur courant indicé l_0 , ainsi qu'à ce vecteur courant), et d'autres à $S^{(l)}_{\text{diff}}$ (par exemple celle correspondant à des vecteurs reçus avant le vecteur courant indicé l_0).

Enfin, comme déjà indiqué en relation avec la figure 1, il est avantageux, d'effectuer systématiquement un écrêtage (de préférence avant la division par α) dans le cas où le brouillage est trop fort.

5 Cette situation est par exemple illustrée par la figure 7, qui présente un ensemble de porteuses 71 d'un signal multiporteuse. La porteuse 71 est fortement brouillée par un signal 72 cocanal (par exemple une porteuse vidéo PAL). Le brouillage est tel que $S^{(1)}_{\text{reçu}}$ apparaîtra très fort, et ne sera pas significatif. Il est donc préférable de l'écarter et de forcer ρ_{271} à zéro ou à une valeur très petite.

10 le problème se pose de façon identique dans le cas d'un signal monoporteuse confronté à un bruit impulsif.

Dans tout récepteur, que la modulation soit monoporteuse ou multiporteuse, $S^{(1)}_{\text{reçu}}$ est nécessairement cadrée en module entre 0 et une valeur maximale notée S_{max} . Selon l'invention, on propose de forcer systématiquement ρ_{10} à une valeur faible ou nulle, dès que $S^{(1)}_{\text{reçu}}$ est supérieur ou égal à S_{max} .

REVENDECATIONS

1. Procédé d'évaluation d'un facteur de qualité (ρ^2) représentatif d'un canal de transmission d'un signal numérique constitué de vecteurs, une information (α) représentative de l'atténuation du canal étant disponible par ailleurs,

5 caractérisé en ce que ledit facteur de qualité (ρ^2) est fonction d'une moyenne de distances entre un vecteur reçu puis normalisé (S_{corr}) en fonction de ladite information (α) représentative de l'atténuation du canal, et une estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspondant.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite moyenne est effectuée sur un nombre L de vecteurs choisi de façon que le bruit affectant ledit canal de transmission puisse être considéré comme un signal aléatoire stationnaire au premier ordre sur l'ensemble de ces vecteurs.

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que ledit facteur de qualité (ρ^2) est calculé de la façon suivante :

$$\frac{1}{\rho_{l_0}^2} = \frac{1}{L} \sum_{E(l_0)} \|S_{\text{corr}}^{(l)} - \hat{S}_{\text{émis}}^{(l)}\|^2$$

où : l est l'indice desdits vecteurs

l_0 est l'indice du vecteur courant considéré

L est le nombre de vecteurs pris en compte dans la moyenne

$E(l_0)$ est l'ensemble des L vecteurs pris en compte dans la moyenne

$S_{\text{corr}}^{(l)} = (1/\alpha) \cdot S_{\text{reçu}}^{(l)}$

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que l'ensemble $E(l_0)$ des vecteurs pris en compte pour ladite moyenne est un des ensembles suivants :

- dans le cas d'un signal monoporteuse, l'ensemble des L vecteurs précédant le vecteur considéré ;
- dans le cas d'un signal monoporteuse, l'ensemble formé des L/2 vecteurs précédant le vecteur considéré, du vecteur considéré et des L/2 - 1 vecteurs suivant le vecteur considéré ;

- dans le cas d'un signal multiporteuse, un ensemble formé de L vecteurs voisins du vecteur considéré dans l'espace temporel et/ou dans l'espace fréquentiel ;
- un ensemble formé de L vecteurs présentant des perturbations similaires.

- 5 5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspond à une décision immédiate (S_{dure}) sur ledit vecteur reçu ($S_{\text{reçu}}$) puis corrigé (S_{corr}), consistant à retenir, dans l'ensemble des vecteurs possibles, le vecteur S_j appartenant à l'alphabet de modulation et minimisant la distance entre $S^{(1)}_{\text{corr}} = (1/\alpha) \cdot S^{(1)}_{\text{reçu}}$ et S_j .
- 10 6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspond à une décision différée (S_{diff}), correspondant à un recodage, identique au codage effectué à l'émission, des données décodées correspondant audit vecteur reçu et divisé par α (S_{corr}).
- 15 7. Procédé selon les revendications 5 et 6, caractérisé en ce que, pour chacun des vecteurs reçus, certaines desdites estimations ($\hat{S}_{\text{émis}}$) correspondent à des décisions immédiates (S_{dure}) et d'autres à des décisions différées (S_{diff}).
8. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que ledit facteur de qualité (ρ^2) est forcé à une valeur faible ou nulle lorsque le vecteur reçu ($S_{\text{reçu}}$) présente une puissance supérieure ou égale à un seuil prédéterminé.
- 20 9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que lesdites distances sont pondérées, dans le calcul de la moyenne, par la sortie d'un décodeur à sortie pondérée.
10. Récepteur d'un signal numérique constitué de vecteurs, comprenant des moyens de détermination d'une information (α) représentative de l'atténuation du canal, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens d'évaluation d'un facteur de qualité (ρ^2) représentatif d'un canal de transmission en fonction d'une moyenne de distances entre un vecteur reçu puis normalisé (S_{corr}) en fonction de ladite information (α) représentative de l'atténuation du canal, et une estimation ($\hat{S}_{\text{émis}}$) du vecteur émis correspondant.
- 25 11. Récepteur selon la revendication 10, caractérisé en ce que ledit signal est un signal multiporteuse présentant un premier entrelacement au niveau bit et en second
- 30

entrelacement au niveau vecteur,

et en ce que lesdites estimations ($\hat{S}_{\text{émis}}$) des vecteurs émis sont obtenues à l'aide de moyens de recodage des bits décodés, de moyens de réentrelacement au niveau bit et des moyens de modulation pour reformer un vecteur (S_{diff}).

1/3

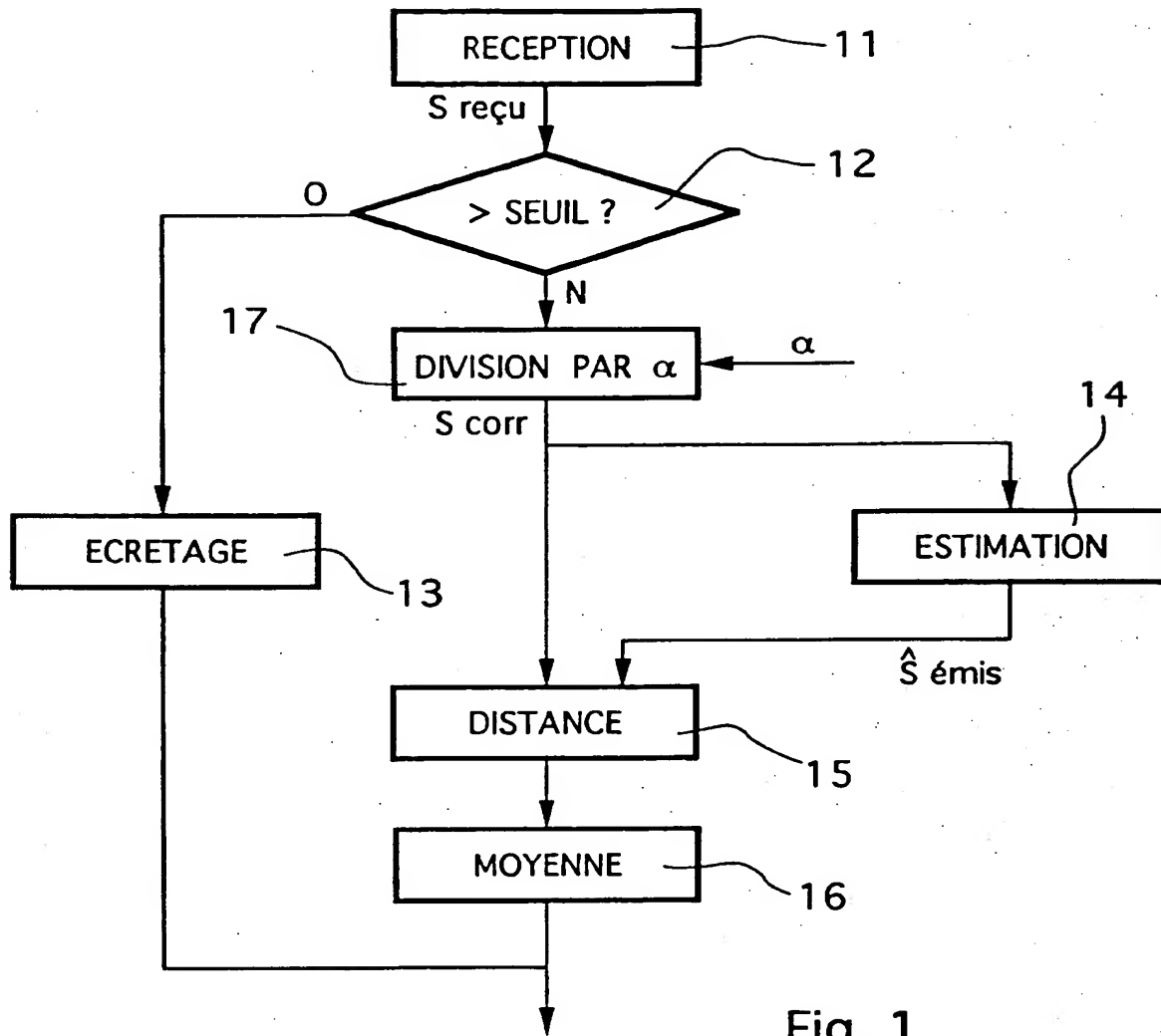


Fig. 1

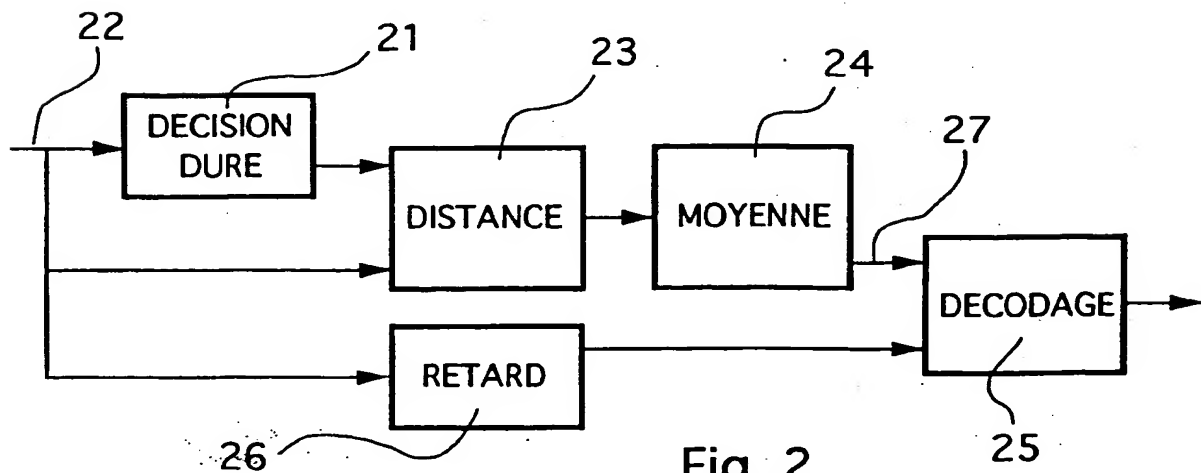


Fig. 2

2/3

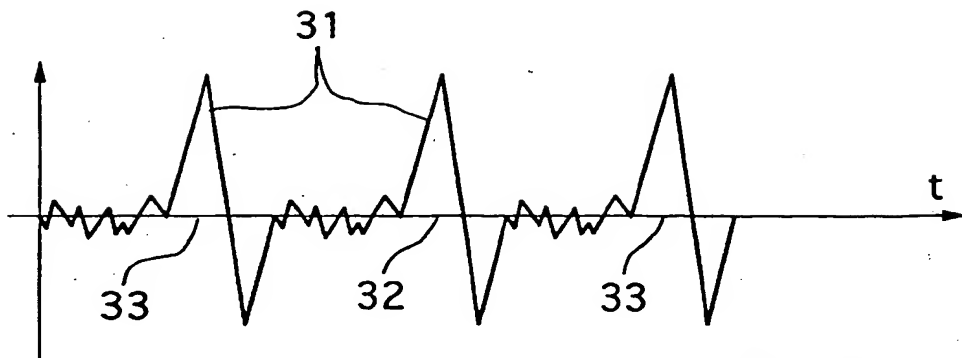


Fig. 3

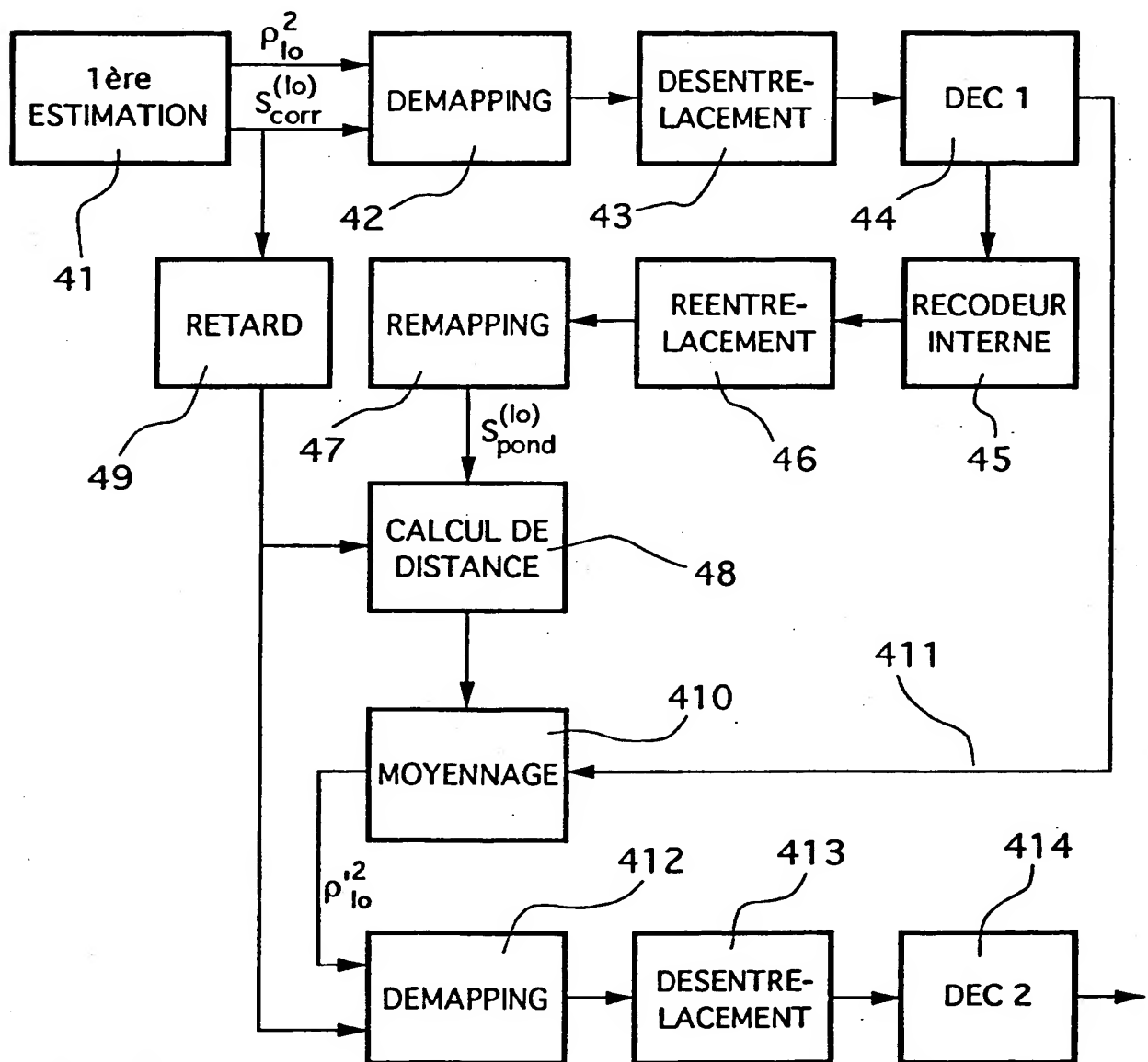


Fig. 4

3/3

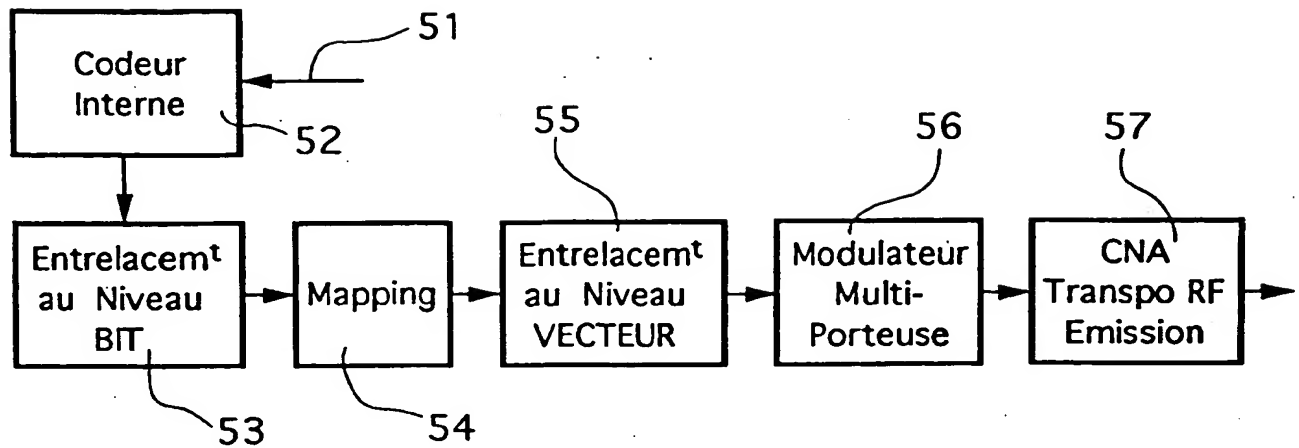


Fig. 5

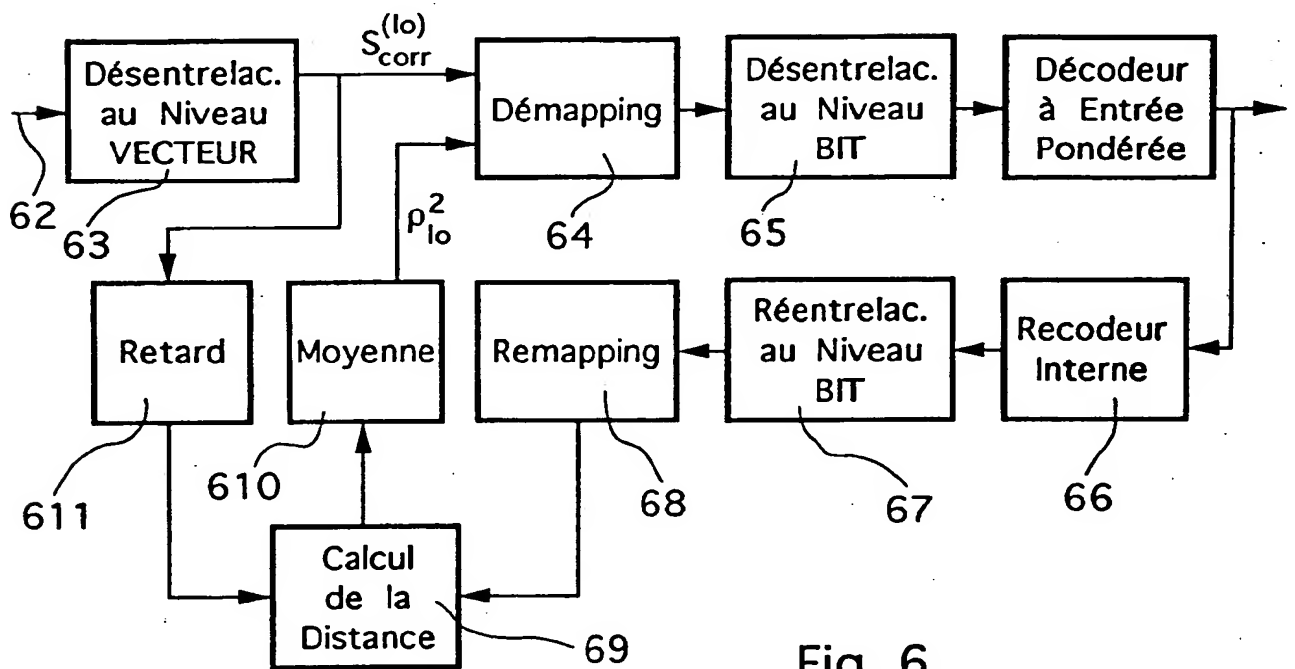


Fig. 6

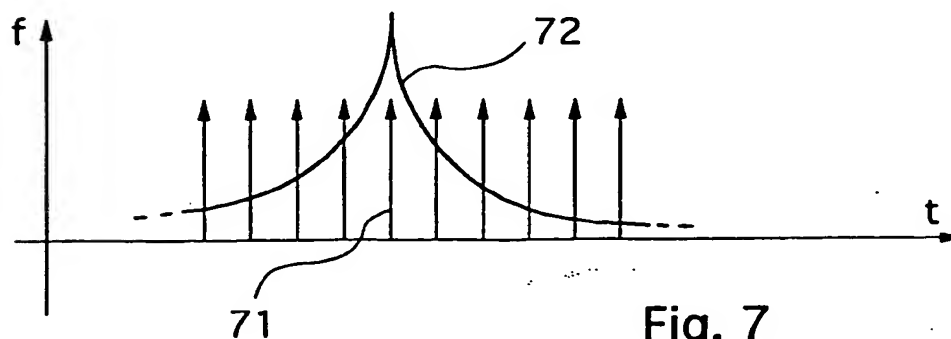


Fig. 7

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	EP-A-0 664 625 (AEG MOBILE COMMUNICATION) 26 Juillet 1995 * colonne 3, ligne 20 - colonne 5, ligne 1; revendications *	1,10
A	DE-A-42 41 618 (DEUTSCHE FORSCH LUFT RAUMFAHRT) 16 Juin 1994 * abrégé * * page 4, ligne 20 - ligne 43 * * page 5, ligne 12 - ligne 16 *	1,10
A	EP-A-0 369 917 (FRANCE ETAT ;TELEDIFFUSION FSE (FR)) 23 Mai 1990 * abrégé * * page 2, ligne 36 - ligne 39 * * page 4, ligne 20 - ligne 24 * * revendication 10 *	1,10
A	EP-A-0 333 167 (ALCATEL THOMSON FAISCEAUX ;ALCATEL NV (NL)) 20 Septembre 1989 * abrégé * * page 2, ligne 20 - page 3, ligne 5; revendications *	1,10
A	US-A-5 386 495 (WONG CHIN P ET AL) 31 Janvier 1995 * le document en entier *	1-11
A	WO-A-94 28661 (ERICSSON TELEFON AB L M) 8 Décembre 1994 * abrégé * * revendications; figure 1 *	1-11
A	US-A-4 305 150 (RICHMOND ROBERT L ET AL) 8 Décembre 1981 * abrégé * * colonne 1, ligne 28 - colonne 2, ligne 58; figure 1 *	1-11
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
14 Octobre 1996		Gries, T
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

3

EPO FORM 1503 03.92 (P04C13)